

УДК 621.314

Мисак Тарас Володимирович, канд. техн. наук, наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м.Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-24-78, E-mail: taras@igbt.com.ua*

Михальський Валерій Михайлович, д-р техн. наук, проф., пров. наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м.Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-24-66, E-mail: mikhalsky@ied.org.ua*

ШВИДКОДІЮЧИЙ СПОСТЕРІГАЧ НАПРУГИ НА ВХОДІ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНОГО МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З РЕАЛЬНИМ КОВЗНИМ РЕЖИМОМ

Об'єктом дослідження є матричний перетворювач з керуванням у ковзному режимі. Векторний підхід до синтезу ковзного режиму забезпечує високу якість вихідної напруги з мінімальною кількістю комутацій та форму струму мережі, наближену до синусоїдальної. Застосування швидкодіючого спостерігача вхідної напруги МП дозволяє уникнути формування небажаних комутацій при керуванні МП в реальному ковзному режимі.

Ключові слова: матричний перетворювач, ковзний режим, векторний метод, швидкодіючий спостерігач, комутації.

Мысак Тарас Владимирович, канд. техн. наук, науч. сотр., Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, г.Киев, Украина, *пр. Победы, 56, Киев-57, Украина, 03680, тел. +38-044-366-24-78, E-mail: taras@igbt.com.ua*

Михальский Валерий Михайлович, д-р техн. наук, проф., вед. науч. сотр., Институт электродинамики Национальной академии наук Украины, г.Киев, Украина, *пр. Победы, 56, Киев-57, Украина, 03680, тел. +38-044-366-24-66, E-mail: mikhalsky@ied.org.ua*

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВХОДЕ ВЕКТОРНО-УПРАВЛЯЕМОГО МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С РЕАЛЬНЫМ СКОЛЬЗЯЩИМ РЕЖИМОМ

Объектом исследования является матричный преобразователь с управлением в скользком режиме. Векторный подход к синтезу скользкого режима обеспечивает высокое качество выходного напряжения с минимальным количеством коммутаций и форму тока, приближенную к синусоидальной. Использование быстродействующего наблюдателя входного напряжения позволяет избежать формирования нежелательных коммутаций при управлении матричным преобразователем в реальном скользком режиме.

Ключевые слова: матричный преобразователь, скользкий режим, векторный метод, быстродействующий наблюдатель, коммутации.

Mysak Taras Volodymyrovych, Cand. Sc (eng), RF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680, tel. +38-044-366-24-78, E-mail: taras@igbt.com.ua*

Mykhalsky Valerii Mykhailovych, Dr. Eng. Sc., Prof., LRF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680, tel. +38-044-366-24-66, E-mail: mikhalsky@ied.org.ua*

HIGH-SPEED OBSERVER OF THE INPUT VOLTAGE OF THE VECTOR CONTROLLED MATRIX CONVERTER WITH A REAL SLIDING MODE

The object of study is the matrix converter with the sliding mode control. Vector approach to the synthesis of a sliding mode provides a high quality output voltage with a minimum amount of commutations and the input current waveform close to a sine wave. Application of the high-speed input voltage observer of the matrix converter avoids the undesirable commutations in the real sliding mode control of the matrix converter.

Keywords: matrix converter, sliding mode, vector method, high-speed observer, commutations.

Вступ

Посилення уваги до дослідження та впровадження матричних перетворювачів (МП) традиційної топології, яке спостерігається на сьогоднішній день, пов'язане насамперед з можливістю застосування нових методів керування. Поширені методи керування МП реалізуються на основі скалярних або векторних принципів в залежності від вимог до процесів перетворення енергії в цілому, необхідної якості вхідної та вихідної енергії перетворювача, обмежень по частоті комутації, обчислювальних можливостей систем

керування (СК) МП. Відомі рішення, що використовують скалярні методи керування в рамках детермінованих систем, не забезпечують незмінної якості вхідного струму МП в процесі регулювання вихідної частоти та напруги за наявності різноманітних постійно діючих збурень та завад.

Використання розривності характеристики напівпровідникових силових ключів дає можливість застосування при синтезі керування МП методів теорії систем зі змінною структурою та отримання переваг, характерних для систем такого класу [1].

Постановка задачі

При побудові СК трифазно-трифазним матричним перетворювачем, що має традиційну топологію з використанням практично ідеальних дво-направлених ключів змінного струму, обмежимося припущенням, що мережі живлення при-таманні деякі фільтруючі властивості. Виразимо вихідні напруги такого МП через вхідні:

$$|U_2| = [H]|U_1|, \quad (1)$$

де $U_1 = [U_A, U_B, U_C]^T$ – вектор миттєвих значень напруг на вході МП;
 $U_2 = [U_R, U_S, U_T]^T$ – вектор миттєвих значень напруг на виході МП;
 H – комутаційна матриця з елементами $[h_{ij}]$, $i, j = 1, 2, 3$.

Використання перетворення трифазної системи координат з лінійно-залежними базисними векторами e_R, e_S, e_T до двохфазної системи з ортогональними базисними векторами e_α, e_β дозволяє перейти до схеми заміщення в двохфазній системі координат α - β та провести синтез керування в системі «мережа-ЛС-фільтр-МП-навантаження» примусовим введенням ковзного режиму формування вихідної напруги та наближеного до синусоїдального вхідного струму.

Запишемо рівняння вхідного LC-фільтра у канонічному вигляді:

$$\frac{d}{dt}|U_C| = \frac{1}{C}(I_S - I_1), \quad \frac{d}{dt}|I_S| = -\frac{1}{L}(U_C - U_1) + \frac{1}{R}\left(\frac{dU_1}{dt} - \frac{1}{C}I_S + \frac{1}{C}I_1\right), \quad (2)$$

та доповнимо (1) рівняннями поверхонь ковзання контурів формування вихідної напруги МП

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} U_{ref\alpha} \\ U_{ref\beta} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де Z – деяка гладенька функція (частіше за все – лінійна комбінація координат системи),

$U_{ref\alpha}, U_{ref\beta}$ – компоненти завдання вектора вихідної напруги.

Вважатимемо, що навантаження МП загального вигляду може бути описане звичайними диференціальними рівняннями відносно вектора X розмірності n , причому ці рівняння за допомогою неособливого перетворення можна звести до вигляду:

$$\frac{dX_1}{dt} = f_1(X_1, I, t), \quad \frac{dI}{dt} = f_2(X_1, I, t) + A I + B(u), \quad (4)$$

де $I = (I_R, I_S, I_T)^T$ – вектор-стовпець, компоненти якого мають фізичний зміст струмів;

$A = [A_{jk}]$ – матриця коефіцієнтів розмірності 3×3 ;

$B(u) = [E] U_2$, E – одинична матриця.

При наявності таких припущень можна перейти до виразу, що визначає вхідні струми МП через вихідні:

$$|I_1| = [H]^T |I_2|. \quad (5)$$

Далі перейдемо до системи координат d - q , що обертається разом з просторовим вектором напруги мережі живлення, та визначимо реактивну компоненту повного струму на вході МП з (5):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{A\alpha} & e_{B\alpha} & e_{C\alpha} \\ e_{A\beta} & e_{B\beta} & e_{C\beta} \end{bmatrix} [H]^T |I_2|, \quad (6)$$

де $\theta_l = \omega t_l$ – поточне кутове розташування вектора напруги мережі живлення;
 e_{jk} – коефіцієнти перетворення трифазної системи координат до двофазної системи з ортогональними базисними векторами e_α, e_β .

З урахуванням рівнянь (6) маємо формальне право записати рівняння похибки регулювання реактивної компоненти вхідного струму:

$$\varepsilon_q = Z_q(I_{refq}, i_q, \dots). \quad (7)$$

де Z_q – деяка гладенька функція, не обов'язково залежна тільки від компонент I_{refq} та i_q ;

I_{refq} – величина завдання реактивної компоненти вхідного струму.

Після цього можемо провести синтез тривимірного ковзного режиму на перетині поверхонь:

$$\begin{vmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \\ \varepsilon_{Iq} \end{vmatrix}, \quad (8)$$

де $\varepsilon_{Iq} = I_{sqz} - I_{sq}$, що не має надлишковості по керуванню [2]. При переході від ідеального випадку до процесу керування з ненульовими значеннями похибок в такому МП можуть виникати додаткові комутації, що знижують к.к.д. Тому підвищення к.к.д. в такому МП потребує усунення вищезначених комутацій.

За ідеального ковзного режиму напруга на конденсаторах вхідного фільтра U_C є синусоїдальною. В реальному ковзному режимі з ненульовими значеннями компонент вектора похибки керування компоненти напруги, що вимірюється на вході МП, мають високо-частотну (ВЧ) та низькочастотну складові. Саме ВЧ складова змінних стану, що не враховувалась в попередніх припущеннях при синтезі алгоритму, є причиною виникнення додаткових циклів комутації. ВЧ складова є корисним сигналом тільки при обчисленні компонент вектора похибки керування. При обчисленні векторів фазових швидкостей та дискретних сигналів стану мережі ця складова є зайвим шумовим сигналом.

Мета роботи полягає в усуненні додаткових комутацій, викликаних ВЧ складовими напруги на вході МП. В [3] запропоновано використання оцінок компонент вектора вхідної напруги МП замість вимірюваних в реальному часі значень. Адаптивний спостерігач, побудований к класі гладеньких функцій, має властивість глобальної стійкості [4]. Недолік таких спостерігачів загальновідомий: $\lim(U_\alpha, U_\beta, \omega) = 0$ лише при $t \rightarrow \infty$, що не завжди є прийнятним при наявності постійно діючих збурень. Швидкодія спостерігача є доволі важливою його властивістю при застосуванні в МП з векторним керуванням у ковзному режимі. Переваги спостерігачів з ковзними режимами у порівнянні з адаптивними спостерігачами в класі гладеньких функцій [4] строго виведені в [5].

Синтез швидкодіючого спостерігача з використанням ковзних режимів

За наведених вище припущень напругу на вході МП можна записати як

$$\begin{vmatrix} U_{Ca} \\ U_{Cb} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_m \cos \theta_1 \\ U_m \sin \theta_1 \end{vmatrix}, \quad (9)$$

де U_m та $\theta_1 = \omega_1 t$ визначають амплітуду та кутове положення вектора напруги, який обертається з кутовою швидкістю ω_1 , можлива зміна якої є досить повільною.

Нехай складові вектора напруги U_{Ca} , U_{Cb} є вимірюваними, частота напруги ω_1 є невідомою. При урахуванні цих припущень необхідно синтезувати швидкодіючий спостерігач, який гарантує стійкість та нечутливість (в ідеалі) оцінювання складових напруги і частоти до постійно діючих збурень так, що за деякий кінцевий проміжок часу ΔT :

$$|\varepsilon_o| = \begin{vmatrix} \hat{U}_{Ca} - U_{Ca} \\ \hat{U}_{Cb} - U_{Cb} \\ \hat{\omega}_1 - \omega_1 \end{vmatrix} < |\delta|, \quad |\delta| \rightarrow 0, \quad (10)$$

де \hat{U} – вектор оцінки напруги з компонентами $\hat{U}_\alpha, \hat{U}_\beta$; $\hat{\omega}_1$ – оцінка кутової частоти;
 δ – мала величина;

$|\varepsilon|$ – вектор похибок оцінювання з компонентами $\varepsilon_{o\alpha}, \varepsilon_{o\beta}, \varepsilon_{o\omega}$.

Динамічна модель гармонічного сигналу ідеальної мережі живлення (9) має вигляд

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \omega_1 \begin{bmatrix} -U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix}, \quad (11)$$

за початкових умов $[U_\alpha, U_\beta]^T = [U_m, 0]^T$.

З метою оцінки компонент використаємо підхід, що базується на методі "швидкої ідентифікації" з використанням переваги ковзних режимів. Для динамічної системи (11) сконструюємо спостерігач на базі адаптивного спостерігача [4], функціонування якого відбуватиметься за примусового введення в модель ковзних режимів:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{U}_\alpha \\ \hat{U}_\beta \\ \hat{\omega}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{U}_\beta \\ \hat{U}_\alpha \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} +k_U \varepsilon_\alpha \\ +k_U \varepsilon_\beta \\ -\gamma(\varepsilon_{o\alpha} \hat{U}_\beta - \varepsilon_{o\beta} \hat{U}_\alpha) \end{bmatrix} + V(t). \quad (12)$$

де $V(t)$ – вектор розривного керування довжиною V з компонентами v_α, v_β ;

k_U, γ – параметри налаштування.

Одним з можливих шляхів забезпечення того, щоб поведінка системи (12) відповідала поведінці системи (11), є організація за допомогою вектора розривних керувань $V(t)$ двовимірного ковзного руху на перетині поверхонь ковзання, що є нульовим розузгодженням по компонентах оціненого та вимірюваного векторів вхідної напруги:

$$S_1(U_C, \hat{U}_C) = U_{\alpha,\beta} - \hat{U}_{\alpha,\beta} = |\varepsilon_{o\alpha,\beta}| = 0. \quad (13)$$

Для доведення потрапляння інтегральної кривої на перетин поверхонь з довільних початкових умов та стійкості ковзного руху по цьому перетину скористаємось доведеною в [6] можливістю застосування другого методу Ляпунова. Якщо похідна неперервно диференційованої додатньої функції буде всюди від'ємною, за виключенням поверхні розриву, де вона (похідна) не визначена, то відбудеться попадання з будь-яких початкових умов на перетин поверхонь розриву і матиме місце ковзний режим по цьому перетину.

Виберемо додатньо-визначену функцію Ляпунова у вигляді:

$$W = \frac{1}{2} |\varepsilon_o|^T |\varepsilon| = \frac{1}{2} \left[\varepsilon_{o\alpha}^2 + \varepsilon_{o\beta}^2 + \frac{1}{\gamma} \varepsilon_{o\omega}^2 \right]. \quad (14)$$

Тоді похідна цієї функції Ляпунова, якщо її записати в силу системи (12), матиме вигляд:

$$\frac{dW}{dt} = -k_U (\varepsilon_\alpha^2 + \varepsilon_\beta^2) + \varepsilon_{o\alpha} v_\alpha + \varepsilon_{o\beta} v_\beta - \frac{d\omega_1}{dt}. \quad (15)$$

Виходячи з цього, умову існування двовимірного ковзного руху буде виконано, якщо сума добутоків в (15) буде від'ємною всюди, окрім лінії перетину поверхонь розриву. Якщо врахувати наведене вище припущення, що частота ω_1 змінюється досить повільно відносно темпів ковзного руху (так, що $d\omega_1/dt \approx 0$), то похідна функції Ляпунова (15) матиме завжди знак "мінус", якщо алгоритм зміни розривного керування вибрати наступним:

$$v_\alpha = V \operatorname{sgn}(S_{1\alpha}), v_\beta = V \operatorname{sgn}(S_{1\beta}), \quad (16)$$

а змінні компоненти вектора S_I матимуть вигляд $S_{1\alpha} = \varepsilon_{o\alpha}, S_{1\beta} = \varepsilon_{o\beta}$.

Модуль вектора розривного керування $V(t)$ вибирається таким чином, щоб виконувалась умова:

$$V \geq \hat{\omega} \|U_C\|. \quad (17)$$

Отже, при виконанні умов (16) та (17) для всіх компонент вектора оцінки буде існувати двовимірний ковзний рух на перетині поверхонь розриву (13). Власне ковзний рух може бути описаний за допомогою еквівалентного керування, яке обчислюється шляхом порівнювання

до нуля похідних компонент вектора S_1 та являє собою неперервний аналог розривного керування, тобто його усереднення в ковзному режимі.

Синтез симплексного алгоритму

Повертаючись до векторного алгоритму, засто-суємо до системи, що розглядається, метод еквівалентного керування [1]. Рівняння повер-хонь ковзання бажано вибирати у вигляді лінійних комбінацій змінних стану системи (диференціальних рівнянь):

$$S(\varepsilon_\alpha)=0, S(\varepsilon_\beta)=0 \text{ и } S(\varepsilon_q)=0. \quad (18)$$

Згідно цього методу необхідно розв'язувати рівняння $dS/dt=0$ з (18), записане в силу (8) відносно компонент вектора керування.

Згідно з принципом ієрархії керувань [6] розділимо задачу синтезу на перетині поверхонь (8) на дві послідовні задачі. Спочатку побудуємо керування, що реалізує ковзний режим та одержимо умови його існування на перетині поверхонь $S(\varepsilon_\alpha)=0, S(\varepsilon_\beta)=0$, а після цього доповнимо третім рівнянням $S(\varepsilon_q)=0$ та умовами існування ковзного режиму на перетині поверхонь (8) у вигляді нерівності $S \, dS/dt < 0$, в яку треба підставити змінні стану системи з (3) та (7).

Векторний метод, що використовує симплекси та поворот поверхонь ковзання (18) $S(\varepsilon_\alpha)=0, S(\varepsilon_\beta)=0$, викладений в [2]. В реальному ковзному режимі з ненульовими значеннями компонент координат вектора похибки зміна структури МП (здійснення комутації) відбувається при виході вектора похибок за межі опуклої фігури допустимих похибок. Оскільки координати вектора не змінюються при паралельному перенесенні системи координат, запишемо рівняння лінії, на якій лежить вектор еквівалентного керування, (а в нашому випадку він є тотожним U_{ref}) в площині α - β :

$$U_{ref\alpha} \beta = U_{ref\beta} \alpha. \quad (19)$$

Припустимо для однозначності, що система векторів $-U_{ref}, \Delta S_i, \Delta S_{i+1}$ є правообертальною. Тоді, визначивши вектори фазових швидкостей як

$\Delta S_i = (U_{i\alpha} - U_{ref\alpha}, U_{i\beta} - U_{ref\beta})$ та $\Delta S_{i+1} = (U_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}, U_{i+1\beta} - U_{ref\beta})$, запишемо рівняння ліній, на яких вони лежать:

$$\begin{aligned} (U_{i\beta} - U_{ref\beta}) \alpha - (U_{i\alpha} - U_{ref\alpha}) \beta &= 0; \\ (U_{i+1\beta} - U_{ref\beta}) \alpha - (U_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}) \beta &= 0; \end{aligned} \quad (20)$$

Вектор ΔS_0 є протилежним вектору U_{ref} , тому лежить на тій же прямій (19). Після такого представлення розташування кінця проекції вектора інтегральних оцінок на площину α - β в підобластях, утворених пучком прямих (19) та (20), буде однозначно визначатись знаками виразів:

$$\begin{aligned} P_0 &= \text{sign}(U_{ref\beta} \cdot S_\alpha - U_{ref\alpha} \cdot S_\beta), \\ P_1 &= \text{sign}((\Delta S_{i\beta} - U_{ref\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i\alpha} - U_{ref\alpha}) \cdot S_\beta) \\ P_2 &= \text{sign}((\Delta S_{i+1\beta} - U_{ref\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i+1\alpha} - U_{ref\alpha}) \cdot S_\beta), \end{aligned} \quad (21)$$

де i – номер симплекса.

Значення величин $\Delta S_{i\alpha}, \Delta S_{i\beta}, \Delta S_{i+1\alpha}, \Delta S_{i+1\beta}$ можна обчислити згідно з таблицею.

Таблиця

Миттєві значення компонент векторів фазових швидкостей

Сектор	$\Delta S_{i\alpha}$	$\Delta S_{i\beta}$	$\Delta S_{i+1\alpha}$	$\Delta S_{i+1\beta}$
1	$V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
2	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
3	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$-V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$
4	$-V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
5	$-1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$
6	$1/2V_1 - U_{ref\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{ref\beta}$	$V_1 - U_{ref\alpha}$	$-U_{ref\beta}$

Для лівообертальної системи векторів $-U_{ref}$, ΔS_i , ΔS_{i+1} індекси i та $i+1$ у виразах (20) і (21) необхідно поміняти місцями. Змінна V_i в таблиці – модуль стаціонарного вектора вихідної напруги U_i , який розраховується з компонент вектора оцінки вхідної напруги МП (12) в кожний момент часу.

Результати дослідження

Для дослідження основних властивостей швидкодіючого спостерігача використовувались стандартні параметри мережі з фазною напругою $U_m = \sqrt{2} \cdot 220$ В, $\omega_1 = 50$ Гц. Оскільки в СК МП використовуються лише компоненти оцінки напруги \hat{U}_α , \hat{U}_β , а модуль вектора розривного керування V обмежується тільки умовою (19), то для реального ковзного режиму з ненульовими значеннями похибок вибираємо наступне значення модуля $V = (\varepsilon_{\alpha}^2 + \varepsilon_{\beta}^2) \cdot k_U$. Початкові умови для моделювання динаміки спостерігача оберемо такі $|\hat{U}_\alpha, \hat{U}_\beta|^T = |U_m, 0|^T$, коефіцієнти налаштування $\gamma = k_U = 3\omega_1/\pi$, $\hat{\omega}_1(0) = 0.9\omega_1$. На рис.1 наведено перехідні процеси пуску моделі спостерігача, через один період ω_1 стрибок амплітуди напруги на 15 %, а з початку третього періоду – стрибок напруги на -30 % з додаванням зсунутої по фазі ВЧ складової.

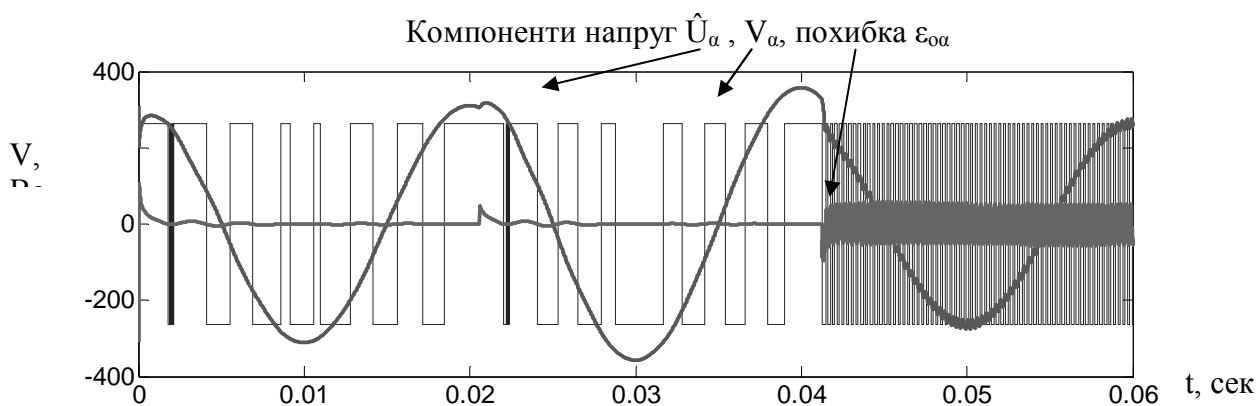


Рис.1 Перехідні процеси спостерігача

На рис. 2 та рис. 3 наведено результати моделювання реального ковзного режиму в системі «мережа-LC-фільтр-МП-RL-навантаження». У квазіусталеному режимі характеристики спостерігача з ковзним режимом не відрізняються від статичних характеристик адаптивного спостерігача [4].

Рис. 2 показує можливості спостерігача по фільтрації напруги на вході МП. На ньому наведено діаграми вимірюваної напруги на конденсаторі фільтра U_{Ca} та її оцінки \hat{U}_α , також струми однієї з вхідних (I_a) та вихідних (I_R) фаз МП.

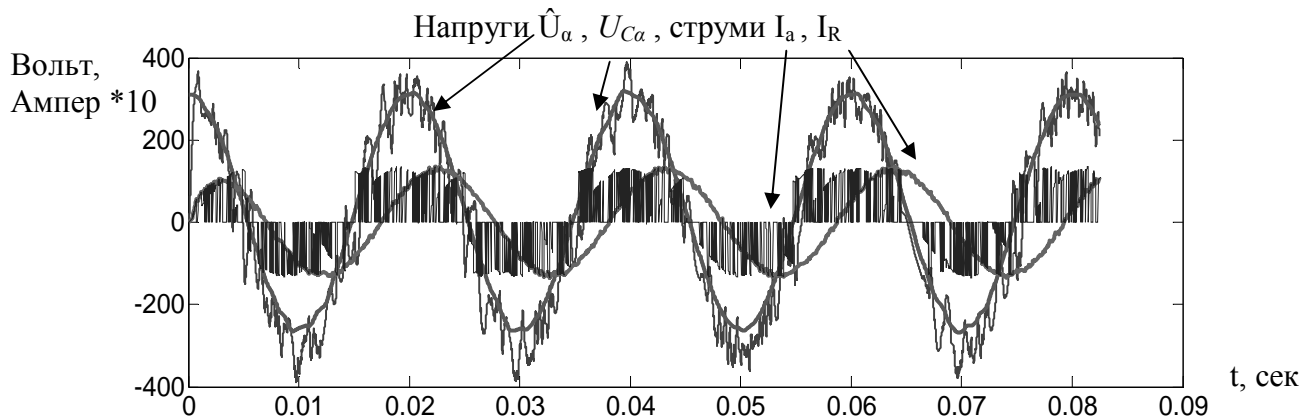


Рис. 2. Квазіусталений режим

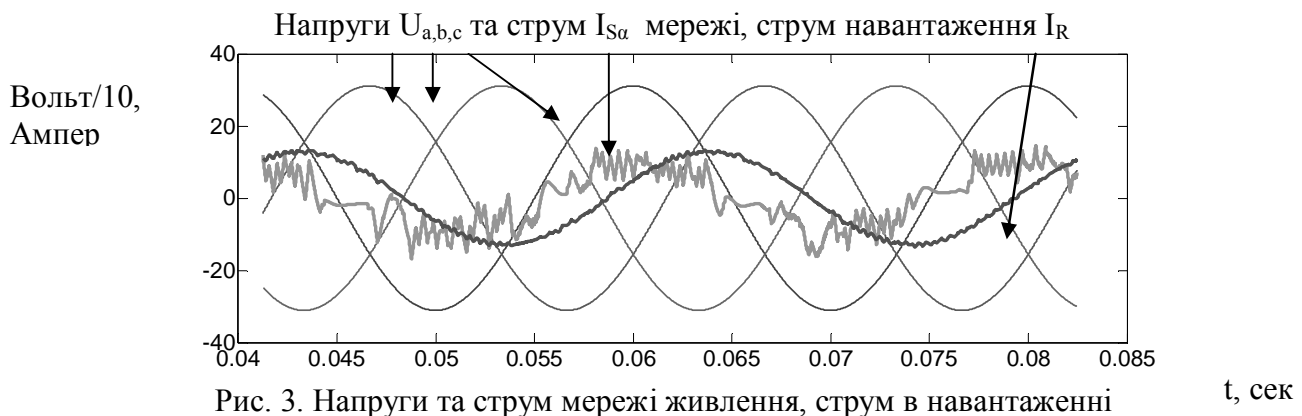


Рис. 3. Напряги та струм мережі живлення, струм в навантаженні

Аналіз взаємного розташування кривих напруги на рис. 2 дозволяє зробити висновок, що похибки по фазі є досить малими, тому діапазон максимально можливих значень модуля вектора вихідної напруги залишається близьким до теоретично можливого. Результати моделювання свідчать, що використання компонент вектора оцінки напруги не має помітного впливу на форму кривої струму в навантаженні (I_R) та вхідного струму фільтра (I_{Sa}) МП, які наведено для однієї з фаз на рис. 3.

Висновки

Введення в систему керування МП, який функціонує у ковзному режимі, швидкодіючого спостерігача компонент вхідної напруги МП та використання оцінок компонент вектора вхідної напруги МП замість безпосередньо вимірюваних значень дозволило усунути небажані комутації, що забезпечило зменшення кількості комутацій у порівнянні з традиційними системами керування МП.

Список використаної літератури

1. Utkin V., Guldner J., Jingxin Shi Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. Second Ed NY: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009. – 504 p.
2. Мысак Т. В. Особенности формирования выходного напряжения и входного тока матричных преобразователей при управлении с использованием скользящего режима // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 1. – С. 24–33.
3. Мисак Т. В., Михальський В. М. Усунення паразитних циклів комутації при векторному керуванні вхідним струмом матричного перетворювача в реальному ковзному режимі // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 5. – С. 24–33.
4. Пересада С. М., Диннік Т. В. Адаптивний спостерігач параметрів мережі живлення // Оптимальне керування електроустановками. Пр. II міжн. Наук.-техн. конф. – Вінниця, 22–24 жовтня 2013 р. – С. 77.
5. Рывкин С. Е. Скользящие режимы в задачах управления автоматизированным синхронным приводом. – М.: Наука, 2009. – 237 с. (рус).
6. Уткин В. И. Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой. – М.: Наука, 1974. – 272 с. (рус).

References

1. Utkin V., Guldner J., Jingxin Shi (2009) "Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems", Second Ed NY: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009. – 504 p.
2. Mysak T. V. (2013) "Features of formation of the output voltage and input current of matrix converters under sliding mode control" [Osobennosti formirovaniya vyhodnogo napriazheniya i vhodnogo toka matrichnyh preobrazovatelej pri upravlenii s ispolzovanijem skolsiaschego rezhima], Tekhnichna elektrodynamika., 2013, No. 1, P. 24–33.
3. Mysak T. V., Mykhalskyi V. M. (2014) "Solution the parasitic switching cycles of the vector control input current for matrix converter in real sliding mode" [Usunennia parazytnykh cykliv komutacii pry vektornomu keruvanni vhidnym strumom matrychnogo peretvoriuvacha v realnomu kovznomu rezhimi], Tekhnichna elektrodynamika., 2014, No. 5, P. 14–19.
4. Peresada S. M., Dynnik T. V. (2013) "Adaptive observer parameters mains supply" [Adaptyvnyi sposterigach parametriv merezhi zhyvlennia] // Proceedings of the International Conference on Optimal Control of Electric Units (OKEU), Vinnytsia (Ukraine), October 22–24, 2013, P. 77.
5. Rvkin S. E. "Sliding modes in control the automated synchronous drive" [Skolzaschije rezhimy v zadscgah upravlenija avtomatizirovannym sinhronnym privodom], Moskva: Nauka, 2009. – 237 p.
6. Utkin V. I. Sliding modes and their application in systems with variable structure. [Skolzaschije rezhimy i ih primeneniye v sistemh s peremennoj strukturoj], Moskva: Nauka, 1974. – 272 p.

Поступила в редакцию 20.07 2014 г.